

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 1 月 1 4 日
Date of Application:

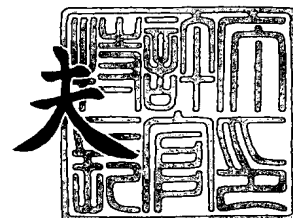
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 0 5 7 8 2
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 0 5 7 8 2]

出 願 人 株式会社デンソー
Applicant(s):

2 0 0 3 年 9 月 2 4 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 N020833

【提出日】 平成15年 1月14日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 3/07

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 奥田 勝一

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 太田 欣吾

【特許出願人】

 【識別番号】 000004260

 【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

 【識別番号】 100071135

 【住所又は居所】 名古屋市中区栄四丁目 6 番 1 5 号 名古屋あおば生命ビル

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 佐藤 強

 【電話番号】 052-251-2707

【選任した代理人】

 【識別番号】 100119769

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 小川 清

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 008925

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9200169

【包括委任状番号】 0217337

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 昇圧回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電圧入力端子と電圧出力端子との間に同一の極性で直列に接続された複数のダイオードと、

前記ダイオード同士が接続された各接続点に対し各一端子が接続された複数のコンデンサと、

これらコンデンサの他端子にそれぞれ第 1 の電圧と第 2 の電圧とを交互に印加する駆動回路と、

前記コンデンサの充放電電流が流れる経路に介在する電流規制回路とを備えていることを特徴とする昇圧回路。

【請求項 2】 前記電流規制回路は、前記電圧入力端子から前記ダイオードへの電流経路に設けられていることを特徴とする請求項 1 記載の昇圧回路。

【請求項 3】 前記駆動回路は、前記電圧入力端子を通して電流の供給を受けるように構成されており、

前記電流規制回路は、前記電圧入力端子から前記駆動回路への電流供給経路に設けられていることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の昇圧回路。

【請求項 4】 前記電流規制回路は、前記直列接続されたダイオードのそれぞれに対し直列に設けられていることを特徴とする請求項 1 記載の昇圧回路。

【請求項 5】 前記電流規制回路は、
前記コンデンサの充放電電流が流れる経路に介在する第 1 のトランジスタと、
この第 1 のトランジスタとともにカレントミラー回路を構成する第 2 のトランジスタと、

この第 2 のトランジスタに定電流を供給する定電流回路とから構成されていることを特徴とする請求項 1 ないし 4 の何れかに記載の昇圧回路。

【請求項 6】 前記電流規制回路は、
前記コンデンサの充放電電流が流れる経路に介在するトランジスタと、
このトランジスタのベースと基準電位線との間に介在する抵抗とから構成されていることを特徴とする請求項 1 ないし 4 の何れかに記載の昇圧回路。

【請求項 7】 前記電流規制回路による規制電流値 I_m は、前記コンデンサの充電電圧を V 、前記駆動回路が第 1 の電圧と第 2 の電圧とを切り替えるポンピング周波数を f 、前記コンデンサの容量を C とすれば、

$$I_m \geq C \cdot V \cdot f$$

なる条件式を満たすように決められていることを特徴とする請求項 1 ないし 6 の何れかに記載の昇圧回路。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、チャージポンプ方式の昇圧回路に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

チャージポンプ回路は、非特許文献 1 に示されているように、ダイオードを介して複数段に設けられたコンデンサの接続状態を、例えば 1 0 0 k H z 程度の周波数でスイッチングすることにより、コンデンサへの電荷の充電と次段のコンデンサへの電荷の移送とを順次行って昇圧するようになっている。この昇圧動作時にコンデンサに流れる急峻な充放電電流は、チャージポンプ回路の電圧入力端子を通してノイズとなって外部に放出される。

【 0 0 0 3 】

【非特許文献 1】

J. F. ディクソン (J.F.Dickson)、「改良された昇圧技術を用いた NMOS 集積回路におけるチップ上での高圧の発生 (On-Chip High-Voltage Generation in NMOS Integrated Circuits Using an Improved Voltage Multiplier Technique)」、IEEE ジャーナル・オブ・ソリッドステート・サーキット (IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS)、1 9 7 6 年 6 月、S C - 1 1 巻、第 3 号、p. 3 7 4 - 3 7 8

【 0 0 0 4 】

【発明が解決しようとする課題】

図 9 は、上記非特許文献 1 に開示された昇圧回路を具体化したチャージポンプ

回路の電氣的構成を示している。このチャージポンプ回路 1 は、例えば車載電子制御装置に用いられている。入力端子 2、3 間に入力電圧 V_{in} としてバッテリー電圧 V_B が印加された後、駆動回路 4 のトランジスタ T_1 、 T_4 がオフ、 T_2 、 T_3 がオンすると、コンデンサ C_1 にはダイオード D_1 のインピーダンスを R_{D1} として、ほぼ V_{in}/R_{D1} で定まる大きな充電電流が流れる。続いて、駆動回路 4 のトランジスタ T_1 、 T_4 がオン、 T_2 、 T_3 がオフすると、コンデンサ C_1 から C_2 に大きな充放電電流が流れる。この充放電電流によるノイズは、AM 帯のラジオノイズとなるため深刻な問題となる。

【0005】

そこで、従来は、チャージポンプ回路の入力電源ラインにリアクトルやコンデンサからなるフィルタを挿入することにより、ノイズの放出を抑制していた。しかし、ノイズを有効に遮断するためには大きなインダクタンスや静電容量が必要となるため、フィルタを構成する電子部品のサイズが大きくなり、実装上の問題が生じていた。

【0006】

本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、その目的は、ノイズフィルタを付加することなく発生ノイズを低減できる昇圧回路を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 に記載した手段によれば、ダイオード同士の共通接続点に接続されたコンデンサの他端子にそれぞれ第 1 の電圧と第 2 の電圧とが交互に印加されることにより、各コンデンサへの電荷の充電と次段のコンデンサへの電荷の移送とが順次行われ、チャージポンプ方式による昇圧が行われる。この電圧の交互印加時（ポンピング時）にコンデンサに流れる充放電電流は、電流規制回路により規制されるため、その規制電流を超える電流は流れず、当該昇圧回路からのノイズ発生量を低減することができる。本手段は、発生したノイズを除去するのではなく、ノイズの発生自体を抑えるものであり、従来用いていたようなフィルタを付加する必要がない。

【0008】

請求項 2 に記載した手段によれば、電流規制回路は電圧入力端子からダイオードへの電流経路に設けられているので、ダイオードを介したコンデンサへの充電電流を規制し、以てノイズの発生を低減することができる。

【0009】

請求項 3 に記載した手段によれば、電流規制回路は電圧入力端子から駆動回路への電流供給経路に設けられているので、駆動回路を介したコンデンサへの充電電流が規制され、以てノイズの発生を低減することができる。

【0010】

請求項 4 に記載した手段によれば、電流規制回路は直列接続されたダイオードのそれぞれに対し直列に設けられているので、前段のコンデンサからダイオードを介して次段のコンデンサに流れる充放電電流が規制され、以てノイズの発生を低減することができる。

【0011】

請求項 5 に記載した手段によれば、電流規制回路は定電流電源回路の構成を備えているため、その定電流値（規制電流値に相当）を超える電流が流れない。

【0012】

請求項 6 に記載した手段によれば、電流規制回路は電流制限回路の構成を備えているため、その制限値（規制電流値に相当）を超える電流が流れない。

【0013】

請求項 7 に記載した手段によれば、規制電流値 I_m は、（コンデンサの容量値 C ） \times （コンデンサの充電電圧 V ） \times （ポンピング周波数 f ）以上の値となるように設定されているので、当該ポンピング周波数 f において昇圧能力が不足することがない。

【0014】

【発明の実施の形態】

（第 1 の実施形態）

以下、本発明の第 1 の実施形態について図 1 ないし図 3 を参照しながら説明する。

図 1 は、チャージポンプ回路の電氣的構成図で、図 9 と同一構成部分には同一

符号を付して示している。このチャージポンプ回路 11（昇圧回路に相当）は、例えば車両に搭載された電子制御装置において、ハイサイドスイッチとして機能する N チャンネル型 MOS トランジスタ（図示せず）のゲート電圧を生成するために用いられるものである。本実施形態では、チャージポンプ回路 11 のうち後述するコンデンサ C1～C4 を除く回路部分は制御用 IC（図示せず）の一部として構成されているが、コンデンサ C1～C4 を制御用 IC に内蔵した構成としても良い。

【0015】

チャージポンプ回路 11 の入力端子 2（電圧入力端子に相当）、入力端子 3 には、図示しないバッテリーの正極端子、負極端子からイグニッションスイッチなどを介してバッテリー電圧 V_B （例えば 12V）が印加されるようになっている。チャージポンプ回路 11 は、入力電圧 $V_{in} + 8V$ の昇圧電圧を生成する昇圧能力を有しており、それを出力端子 5（電圧出力端子に相当）から出力電圧 V_o として出力するようになっている。

【0016】

入力端子 2 と出力端子 5 との間には、入力端子 2 側をアノードとしてダイオード D1、D2、D3、D4 が直列に接続されている。そして、ダイオード D1 と D2 との共通接続点、ダイオード D2 と D3 との共通接続点、ダイオード D3 と D4 との共通接続点をそれぞれノード Na、Nb、Nc とすれば、これらノード Na、Nb、Nc にはそれぞれコンデンサ C1、C2、C3 の各一端子が接続されており、これらコンデンサ C1、C2、C3 の各他端子には駆動回路 4 により相異なる 2 つの電圧 V_{in} と 0V が交互に与えられるようになっている。なお、出力端子 5、6 間には平滑用のコンデンサ C4 が接続されている。

【0017】

駆動回路 4 は以下のように構成されている。すなわち、入力端子 2 に繋がる電源線 7 と入力端子 3 に繋がる電源線 8（グランド線）の間には、P チャンネル型 MOS トランジスタ T1 と N チャンネル型 MOS トランジスタ T2 および P チャンネル型 MOS トランジスタ T3 と N チャンネル型 MOS トランジスタ T4 がそれぞれ直列に接続されている。トランジスタ T1 のドレインとトランジスタ T2 のドレ

インとの共通接続点であるノードN dは、上記コンデンサC 1、C 3の各他端子に接続されており、トランジスタT 3のドレインとトランジスタT 4のドレインとの共通接続点であるノードN eは、上記コンデンサC 2の他端子に接続されている。

【0018】

トランジスタT 1とT 2の各ゲートは共通に接続されており、当該ゲートと電源線7、8との間には、それぞれ抵抗R 1、NPN形トランジスタT 5が接続されている。同様に、トランジスタT 3とT 4の各ゲートは共通に接続されており、当該ゲートと電源線7、8との間には、それぞれ抵抗R 2、NPN形トランジスタT 6が接続されている。

【0019】

トランジスタT 5のベースには、図示しない発振回路から方形波状のベース信号b 1が与えられるようになっており、トランジスタT 6のベースには、ベース信号b 1をインバータ9により反転したベース信号b 2が与えられるようになっている。駆動回路4で用いられるトランジスタT 1～T 4（スイッチング素子）は、高耐圧を有するパワーMOSFETである。

【0020】

入力端子7からダイオードD 1に至る電源線7には、ダイオードD 1に対して直列に定電流回路12（電流規制回路に相当）が設けられている。すなわち、電源線7において、当該電源線7から駆動回路4への電流供給ノードとダイオードD 1のアノードとの間にはPNP形トランジスタT 7（第1のトランジスタに相当）のエミッタ・コレクタ間が接続されており、このトランジスタT 7とカレントミラー回路を構成するPNP形トランジスタT 8（第2のトランジスタに相当）のコレクタと電源線8との間には定電流回路13が接続されている。

【0021】

このチャージポンプ回路11は出力電圧V_oについてオープンループ制御であるため、入力電圧V_{in}によっては出力電圧V_oが過大になる虞がある。そこで、電源線7と出力端子5との間には、8VのツェナーダイオードD 5とダイオードD 6と抵抗R 3との直列回路からなるクランプ回路14が接続されている。

【0022】

次に、本実施形態の作用について図2、図3も参照しながら説明する。

まず、チャージポンプ回路11の動作について説明する。車両のイグニッションスイッチ（図示せず）がオンされるなどして入力端子2、3間にバッテリー電圧VBが印加されると定電流回路13、12が機能する。このとき、入力端子2から定電流回路12を介してダイオードD1に流れる充電電流は一定（5mA）となり、突入電流は発生しない。

【0023】

駆動回路4において、ベース信号b1に基づいて駆動されるトランジスタT1、T2、T5とベース信号b2に基づいて駆動されるトランジスタT3、T4、T6とは相補的に動作する。また、トランジスタT5がオンするとトランジスタT1がオン、トランジスタT2がオフとなり、トランジスタT5がオフするとトランジスタT1がオフ、トランジスタT2がオンとなる。トランジスタT3、T4、T6の動作についても同様となる。つまり、トランジスタT1とT2およびトランジスタT3とT4はそれぞれ相補的に動作する。

【0024】

ベース信号b1が印加された後の動作は以下になる。なお、入力電圧Vin（バッテリー電圧VB）が本発明でいう第1の電圧に相当し、グラウンド電圧が本発明でいう第2の電圧に相当する。また、下記①と③の動作および下記②と④の動作はそれぞれ同時に進行する。

【0025】

① トランジスタT2，T3：オン、トランジスタT1，T4：オフ

入力端子2から電源線7、定電流回路12、ダイオードD1、コンデンサC1、トランジスタT2、電源線8、入力端子3を介して充電電流が流れ、コンデンサC1が充電される。

【0026】

② トランジスタT2，T3：オフ、トランジスタT1，T4：オン

入力端子2から電源線7、トランジスタT1、コンデンサC1、ダイオードD2、コンデンサC2、トランジスタT4、電源線8、入力端子3を介して充電電

流が流れ、コンデンサC1の充電電荷がダイオードD2を通して次段のコンデンサC2に移される。この過程で昇圧が行われる。

【0027】

③ トランジスタT2, T3: オン、トランジスタT1, T4: オフ

入力端子2から電源線7、トランジスタT3、コンデンサC2、ダイオードD3、コンデンサC3、トランジスタT2、電源線8、入力端子3を介して充電電流が流れ、コンデンサC2の充電電荷がダイオードD3を通して次段のコンデンサC3に移される。この過程でも昇圧が行われる。

【0028】

④ トランジスタT2, T3: オフ、トランジスタT1, T4: オン

入力端子2から電源線7、トランジスタT1、コンデンサC3、ダイオードD4、コンデンサC4、電源線8、入力端子3を介して充電電流が流れ、コンデンサC3の充電電荷がダイオードD4を通して次段のコンデンサC4に移される。この過程でも昇圧が行われる。

【0029】

チャージポンプ回路1の出力電圧 V_o は、出力電流を I_o 、ベース信号 b_1 、 b_2 の周波数（ポンピング周波数）を f 、コンデンサC1～C4の容量を C 、ダイオードの順方向電圧を V_f とすれば、次の(1)式で示すようになる。

$$V_o = 2 \cdot (V_{in} - V_f) - 2 \cdot V_f - ((2 \cdot I_o) / (C \cdot f)) + V_{in} \quad \dots (1)$$

【0030】

ここで、第1項と第4項は上述の②、③、④の昇圧動作によるもので、第2項はダイオードD1とD4の順方向電圧のロスで、第3項は出力電流 I_o による電圧低下分を表している。この(1)式をさらに一般化すると、昇圧段数を N 、一段あたりのスイング電圧を V_ϕ として次の(2)式のようなになる。

$$V_o = N \cdot (V_\phi - V_f) - 2 \cdot V_f - ((N \cdot I_o) / (C \cdot f)) + V_{in} \quad \dots (2)$$

【0031】

この場合、定電流回路12の定電流値 I_1 （規制電流値 I_m に相当）は、定常

状態におけるコンデンサ C_1 の充電電圧を V_1 ($=V_B - V_f$) とすれば、次の (3) 式を満たすように設定されている。

$$I_1 \geq C \cdot V_1 \cdot f \quad \dots (3)$$

このように定電流値 I_1 を定めることにより、チャージポンプ回路 11 は、たとえ昇圧開始時であっても十分な昇圧能力を持つことができる。

【0032】

図2、図3は、昇圧開始時における出力電圧 V_o と入力電流 I_{in} のシミュレーション波形を示している。図2は、本実施形態のチャージポンプ回路 11 に関するもので、図3は従来構成のチャージポンプ回路 1 (図9参照) に関するものである。これら図2、図3において、(a) は出力電圧 V_o 、(b) は入力電流 I_{in} 、(c) は (b) に示す波形の時間軸を拡大した図である。シミュレーション条件は以下の通りである。

【0033】

ポンピング周波数 $f = 120 \text{ kHz}$

コンデンサ $C_1 \sim C_4$ の容量 $C = 0.1 \mu\text{F}$

入力電圧 V_{in} (バッテリー電圧 V_B) $= 6 \text{ V}$

出力電流 $I_o = 0 \text{ A}$

【0034】

図2と図3とを比較すると、従来構成のチャージポンプ回路 1 の場合には、最大で 105 mA の急峻な入力電流 I_{in} が流れており、それがバッテリーからの電圧供給線を通して流れることにより大きなノイズを発生させていることが分かる。一般に、チャージポンプ回路では昇圧用のコンデンサ $C_1 \sim C_3$ の両端子ともに電位が大きく変化するため、コンデンサの一端子がグランド電位に固定されている他の回路とは異なり大きなノイズが発生し易く、ノイズが深刻な問題となる。そして、ポンピング周波数 f を 120 kHz 程度に設定すると、主要な高調波成分がラジオの AM 帯 ($530 \text{ kHz} \sim 1620 \text{ kHz}$) と重なるため、ラジオノイズが増大してしまう。

【0035】

これに対し、本実施形態のチャージポンプ回路 11 の場合には、入力電流 I_{in}

は常に 5 mA に制限されているので、ノイズの発生量を大きく低減することができる。なお、図 2 (a) と図 3 (a) とを比較すると、定電流回路 12 を用いたチャージポンプ回路 11 の方が出力電圧 V_o の立ち上がりが若干遅くなる傾向が見られるが、実使用上の問題は生じないと考えられる。

【0036】

以上説明したように、本実施形態のチャージポンプ回路 11 は、昇圧用のコンデンサ C1 への充電電流経路である電源線 7 にダイオード D1 と直列に定電流回路 12 を設けたので、駆動回路 4 を構成するトランジスタ T1、T2、T4、T5 のスイッチングに伴って入力端子 2 からコンデンサ C1 に流れ込む充電電流の大きさを定電流値 I_1 に規制することができる。また、電源投入時においてダイオード D1 ~ D4 を通してコンデンサ C1 ~ C4 に流れる突入電流も規制できる。その結果、バッテリーから入力端子 2 に繋がる電源供給線に流れる電流も規制され、当該チャージポンプ回路 11 から外部に放出されるノイズ量を低減することができる。車載電子制御装置に用いた本実施形態では、ラジオノイズについて大きな改善効果を期待できる。

【0037】

このチャージポンプ回路 11 は、発生したノイズを除去するのではなく、ノイズの発生自体を抑えるものである。このため、従来用いていたようなリアクトルやコンデンサからなるフィルタを付加する必要がなくなり、小型化、低コスト化が図られる。また、フィルタ構成部品を削除することにより、チャージポンプ回路 11 での電力損失を低減でき、従来よりも効率を高める効果も得られる。

【0038】

さらに、定電流回路 12 の定電流値 I_1 は、上述の (3) 式を満たすように設定されているので、昇圧開始時や負荷が増大した場合であっても、チャージポンプ回路 11 は十分な昇圧能力を持つことができる。

【0039】

(第 2 の実施形態)

次に、本発明の第 2 の実施形態について図 4 ないし図 6 を参照しながら説明する。

図4は、チャージポンプ回路の電氣的構成図で、図1と同一構成部分には同一符号を付して示している。この図4に示すチャージポンプ回路15は、図1に示すチャージポンプ回路11に対し電流規制回路の構成を異にしている。すなわち、入力端子7からダイオードD1に至る電源線7には、ダイオードD1に対して直列に電流制限回路16（電流規制回路に相当）が設けられている。この電流制限回路16は、ちょうど図1に示すトランジスタT7の接続位置に接続されたPNP形トランジスタT9と、トランジスタT9のベースと電源線8との間に接続された抵抗R4とから構成されている。

【0040】

電流制限回路16による制限電流 I_{LMT} は、トランジスタT9の直流電流増幅率を $h_{FE}(T9)$ とすれば、次の(4)式に示すようになる。この場合の制限電流 I_{LMT} も(3)式と同様の関係式を満たすように設定されている。

$$I_{LMT} = h_{FE}(T9) \cdot (V_{in} - V_f) / R_4 \quad \cdots (4)$$

【0041】

図5、図6は、昇圧開始時における出力電圧 V_o と入力電流 I_{in} のシミュレーション波形を示している。図5は、トランジスタT9を単一のトランジスタセルで構成した場合であり、図6は、トランジスタT9を並列接続された2つのトランジスタセルで構成した場合である。(a)、(b)、(c)の各波形およびシミュレーション条件は、第1の実施形態で示した図2、図3の場合と同様である。これら図5、図6から明らかとなるように、それぞれ入力電流 I_{in} が10mA以下、15mA以下に制限されているので、従来のチャージポンプ回路1（図9参照）に比べノイズの発生量を大きく低減することができる。なお、制限電流 I_{LMT} の値は、トランジスタT9を2つのトランジスタセルで構成した場合の方が大きくなるため、出力電圧 V_o の立ち上がり時間が若干短くなっている。

【0042】

以上説明したように、本実施形態のチャージポンプ回路15は、昇圧用のコンデンサC1への充電電流経路である電源線7にダイオードD1と直列に電流制限回路16を設けたので、第1の実施形態と同様に入力端子2からコンデンサC1に流れ込む充電電流の大きさを制限電流 I_{LMT} に規制することができ、第1の実

施形態と同様の効果を得ることができる。また、電流制限回路 16 は、トランジスタ T9 と抵抗 R4 とから構成できるので、回路構成を簡単化できるという利点もある。

【0043】

(第3の実施形態)

次に、本発明の第3の実施形態について、チャージポンプ回路の電氣的構成を示す図7を参照しながら説明する。図7において図1と同一構成部分には同一符号を付して示している。

【0044】

図7に示すチャージポンプ回路 17 は、ダイオード D1、D2、D3、D4 に対しそれぞれ定電流回路 12、18、19、20 (電流規制回路に相当) が直列に接続されている点に特徴を有している。定電流回路 18、19、20 は定電流回路 12 と同様の構成を備えているが、それぞれの定電流値 I2、I3、I4 は互いに同じでも異なっても良い。これら定電流値 I1、I2、I3、I4 は、各段において十分な昇圧能力を持つ範囲内においてなるべく小さい値に設定することが好ましい。

【0045】

このように各段ごとに定電流回路を設けた構成とすると、第1の実施形態で説明した動作のうち①の場合には定電流回路 12 によりコンデンサ C1 の充電電流が規制され、②の場合には定電流回路 18 によりコンデンサ C1、C2 の充放電電流が規制され、③の場合には定電流回路 19 によりコンデンサ C2、C3 の充放電電流が規制され、④の場合には定電流回路 20 によりコンデンサ C3、C4 の充放電電流が規制される。

【0046】

本実施形態のチャージポンプ回路 17 によれば、コンデンサ C1～C4 に流れる各電流を個別的に規制できるため、制御用 IC に対し外付けとされているコンデンサ C1～C4 のリード部などから放射される電磁波ノイズも抑制することができる。

【0047】

(第4の実施形態)

次に、本発明の第4の実施形態について、チャージポンプ回路の電氣的構成を示す図8を参照しながら説明する。図8において図1と同一構成部分には同一符号を付して示している。

【0048】

図8に示すチャージポンプ回路21は、図1に示すチャージポンプ回路11に対し定電流回路12の接続位置が異なっている。すなわち、定電流回路12は、電源線7において、入力端子2から駆動回路4およびダイオードD1への電流経路となる部分に設けられている。この場合の定電流値I1は、ダイオードD1を介してコンデンサC1に流れる充電電流のみならず、駆動回路4を介してコンデンサC1～C4に流れる充電電流も考慮して、チャージポンプ回路21が十分な昇圧能力を持つように設定されている。この構成によれば、第1の実施形態で説明した動作のうち①～④の全ての場合について、入力端子2からコンデンサC1～C4への充電電流を定電流回路12によって規制でき、より確実にノイズを低減できるようになる。

【0049】

(その他の実施形態)

なお、本発明は上記し且つ図面に示す各実施形態に限定されるものではなく、例えば以下のように変形または拡張が可能である。

第2の実施形態で説明した電流制限回路16をダイオードD1、D2、D3、D4のそれぞれに対し直列に接続しても良い。この場合、それぞれの制限電流I_{LMT}は互いに同じでも異なっても良い。また、電流制限回路16を、入力端子2から駆動回路4およびダイオードD1への電流経路となる部分に設けても良い。

【0050】

定電流回路12または電流制限回路16を、ダイオードD1、D2、D3、D4の少なくとも一つに対し直列に設ける構成としても良い。例えば、第3の実施形態(図7参照)において、定電流回路18のみ、定電流回路19のみ、定電流回路20のみ、定電流回路12と18のみ、定電流回路12と19のみ、定電流

回路 12 と 20 のみ、定電流回路 18 と 19 のみ、定電流回路 18 と 20 のみ、定電流回路 19 と 20 のみ、または定電流回路 12 と 18 と 19 のみ、定電流回路 18 と 19 と 20 のみを設けた構成としても良い。

【0051】

チャージポンプ回路 11、15、17、21 は、車載電子制御装置に限られず、昇圧電圧を必要とする他の装置にも適用可能である。

各コンデンサの他端子に与える第 1 の電圧と第 2 の電圧は、入力電圧 V_{in} (バッテリー電圧 V_B) とグランド電圧に限られない。

スイッチング素子は、FET、バイポーラトランジスタ、IGBT の何れであっても良い。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施形態を示すチャージポンプ回路の電氣的構成図

【図 2】 昇圧開始時における出力電圧 V_o と入力電流 I_{in} のシミュレーション波形を示す図

【図 3】 図 2 と比較するために計算した従来構成についてのシミュレーション波形を示す図

【図 4】 本発明の第 2 の実施形態を示す図 1 相当図

【図 5】 図 2 相当図

【図 6】 図 3 相当図

【図 7】 本発明の第 3 の実施形態を示す図 1 相当図

【図 8】 本発明の第 4 の実施形態を示す図 1 相当図

【図 9】 従来構成を示す図 1 相当図

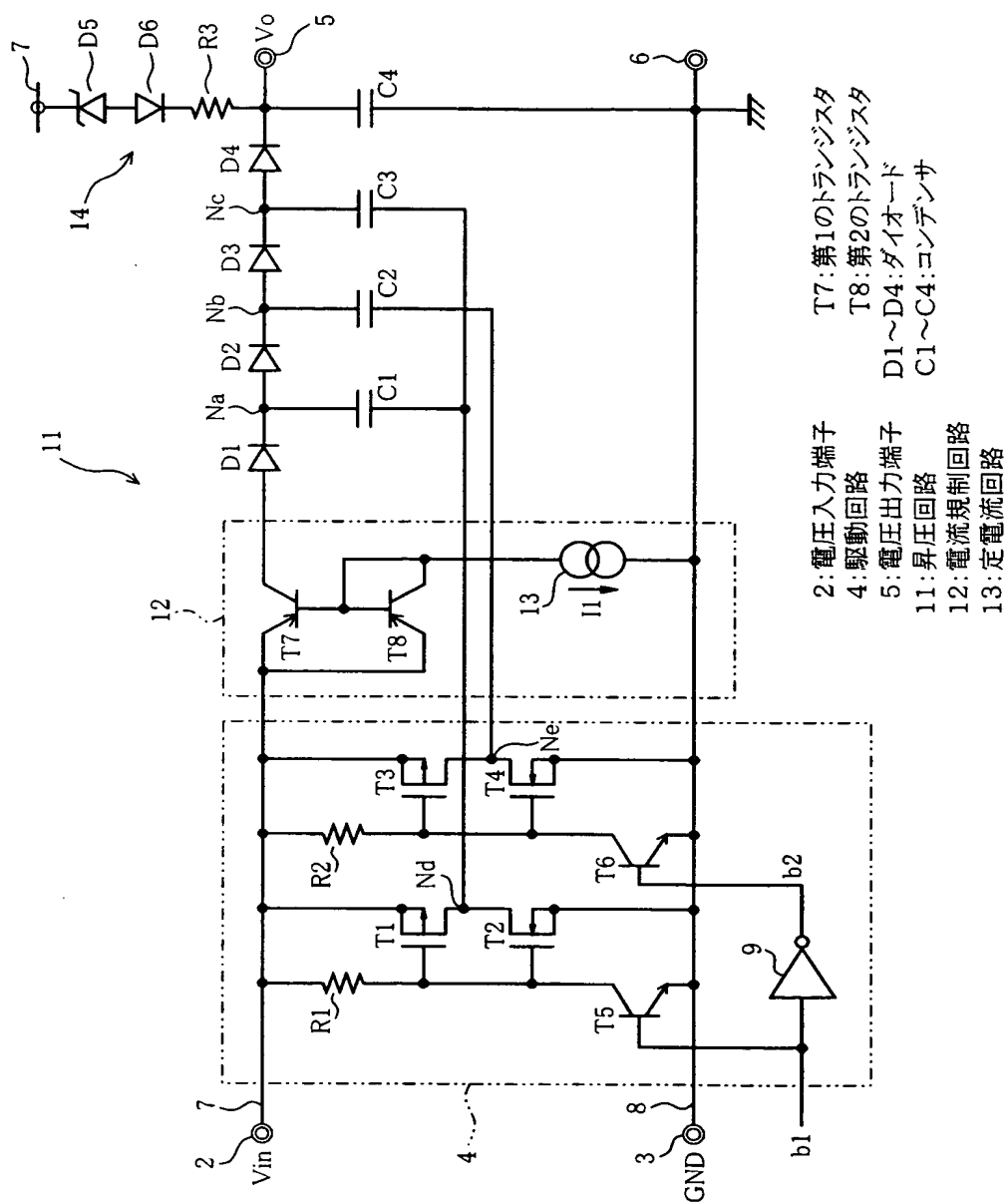
【符号の説明】

2 は入力端子 (電圧入力端子)、4 は駆動回路、5 は出力端子 (電圧出力端子)、11、15、17、21 はチャージポンプ回路 (昇圧回路)、12、18、19、20 は定電流回路 (電流規制回路)、13 は定電流回路、16 は電流制限回路 (電流規制回路)、T7 はトランジスタ (第 1 のトランジスタ)、T8 はトランジスタ (第 2 のトランジスタ)、D1 ~ D4 はダイオード、C1 ~ C4 はコ

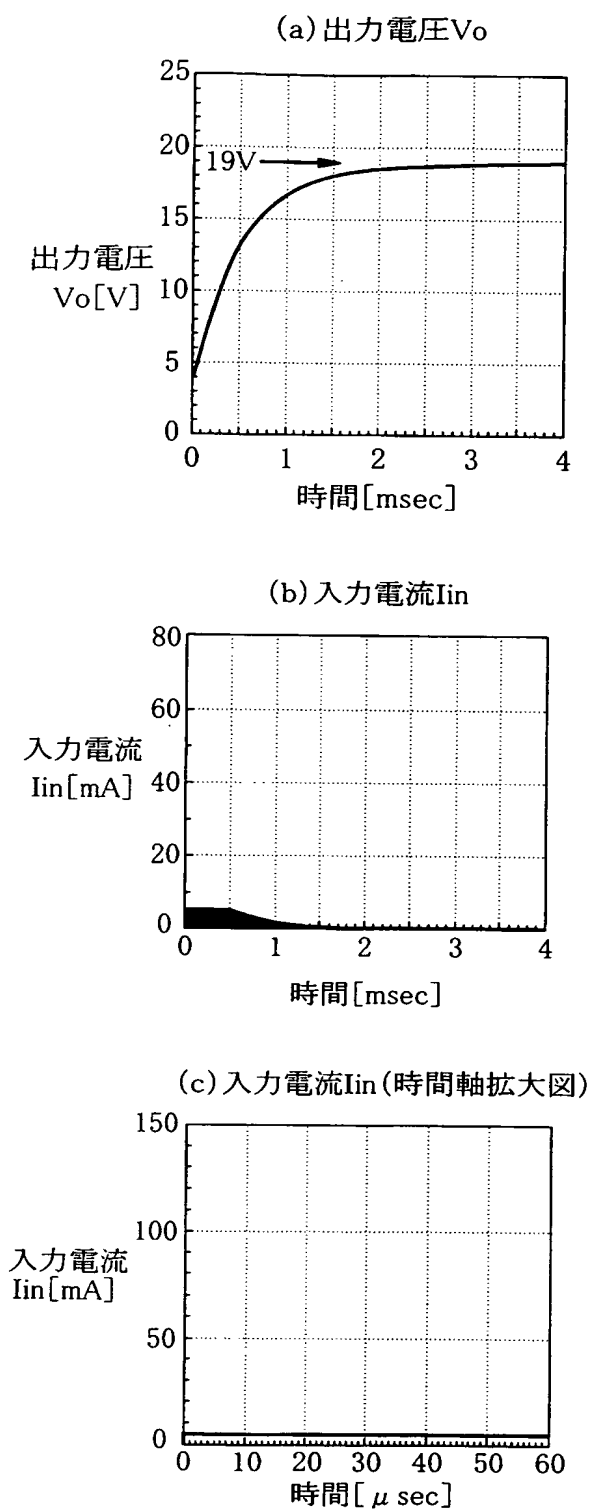
ンデンサである。

【書類名】 図面

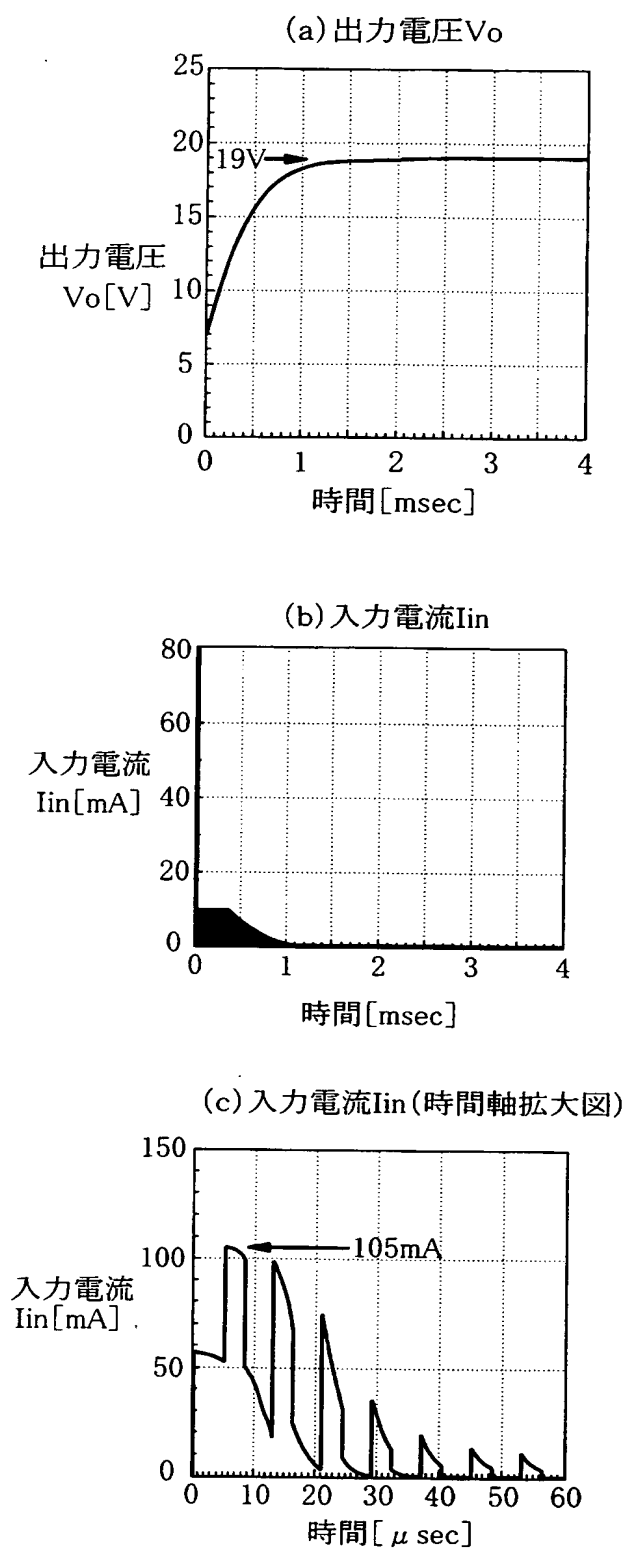
【図 1】



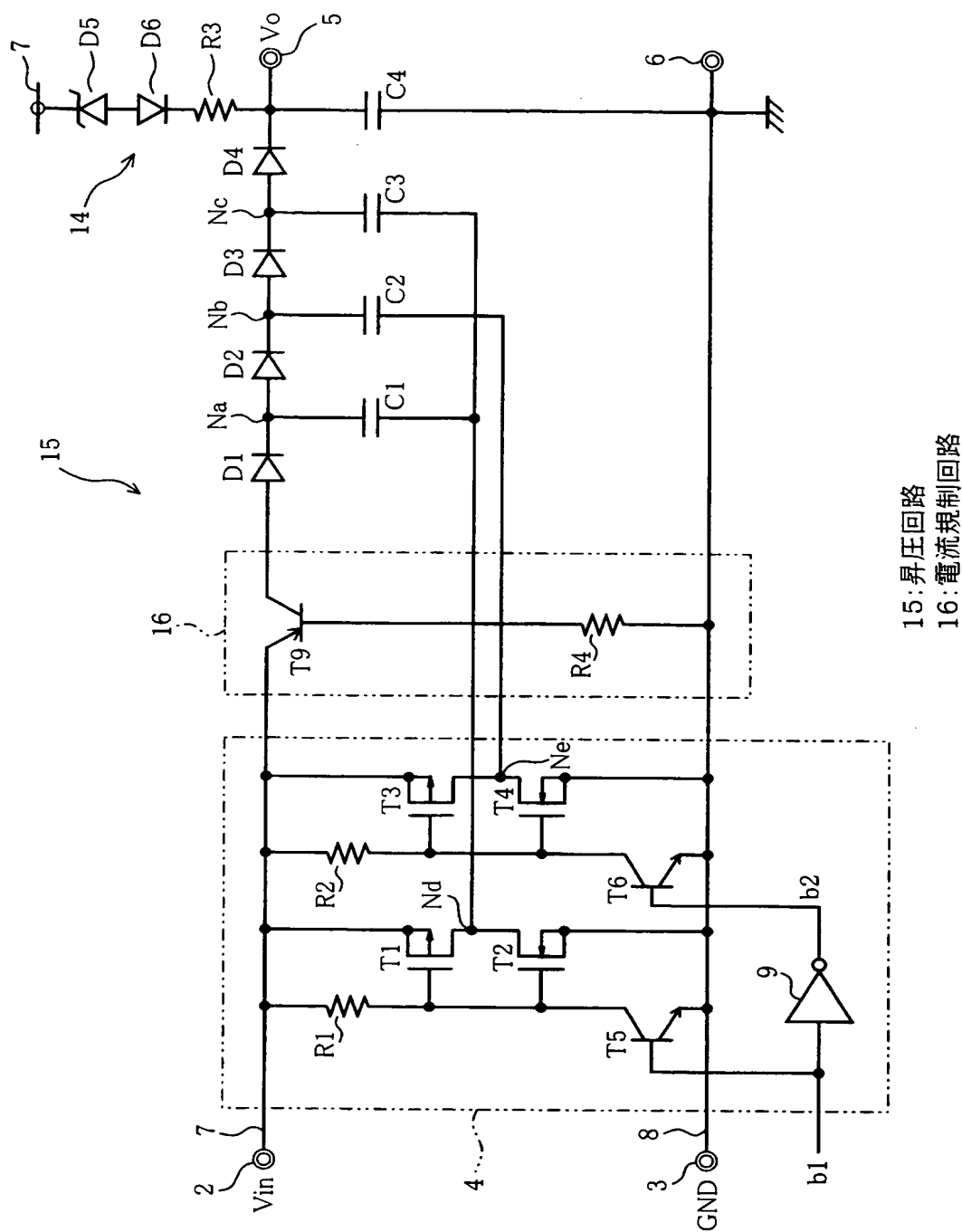
【図 2】



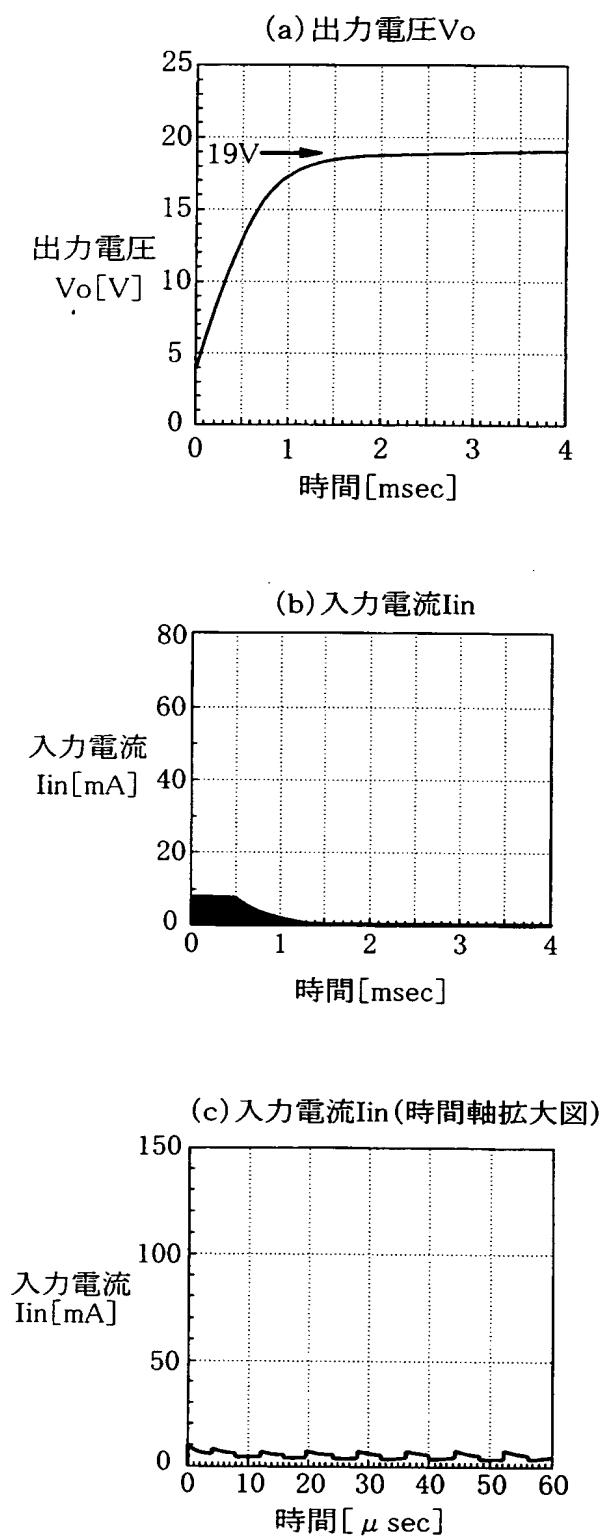
【図 3】



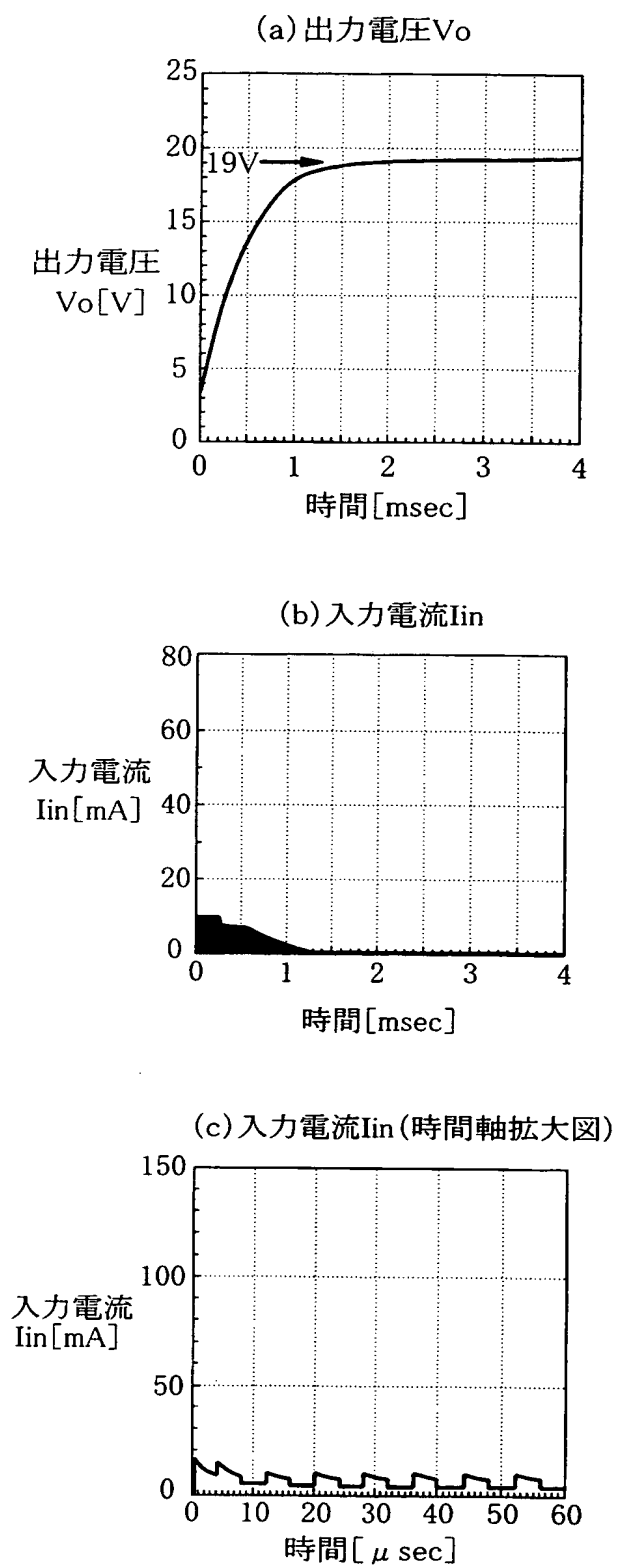
【図4】



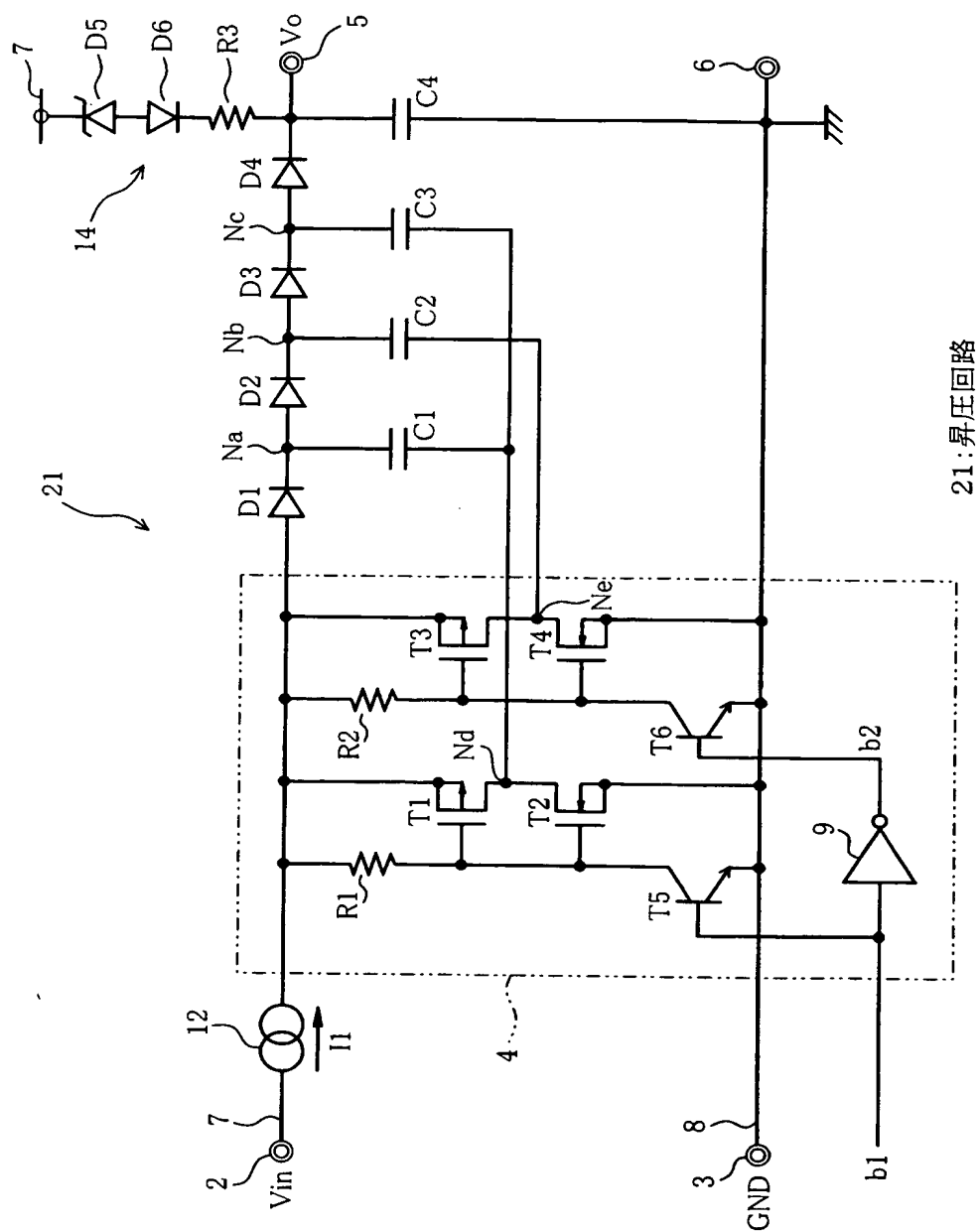
【図 5】



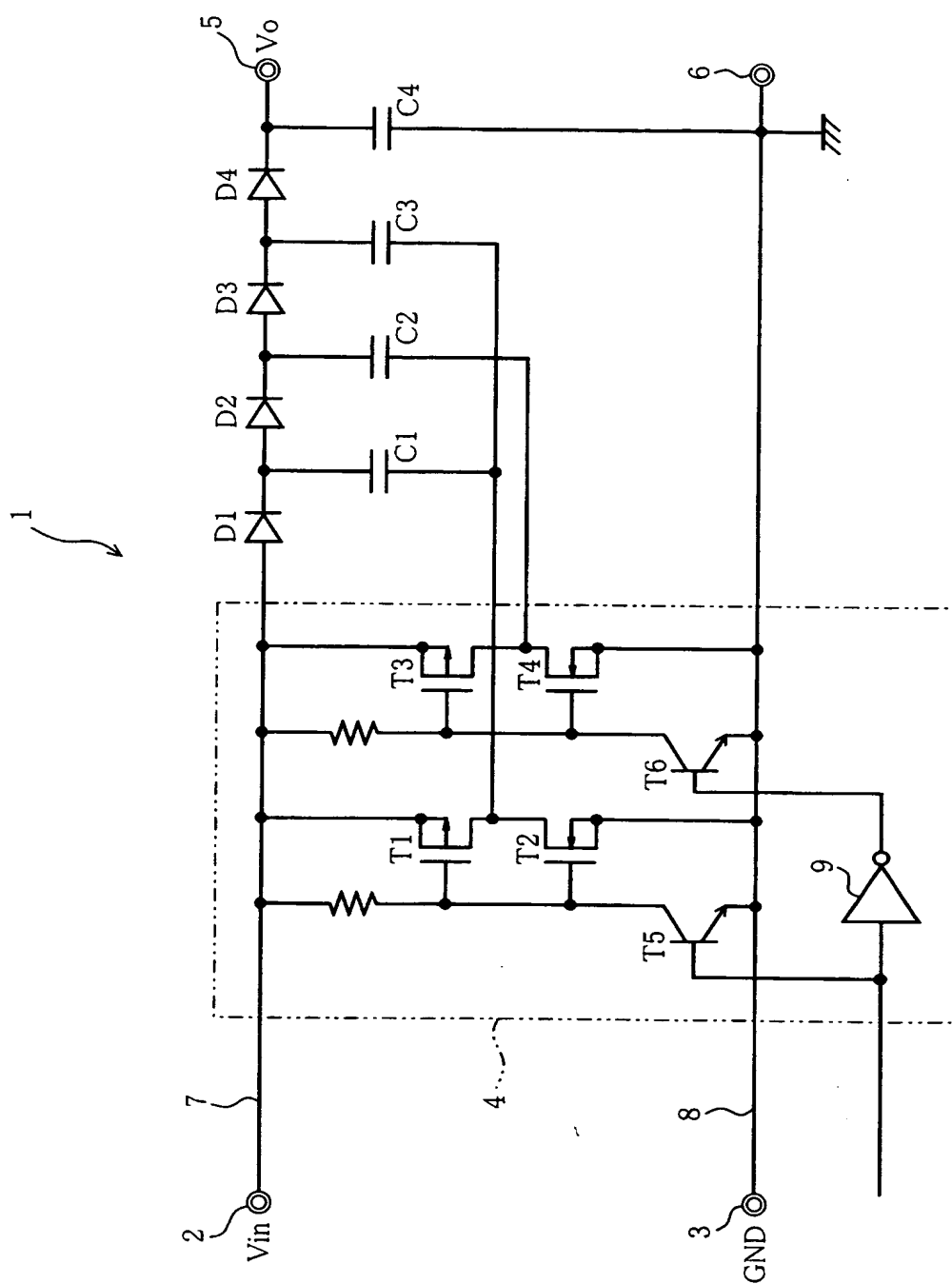
【図 6】



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ノイズフィルタを付加することなくノイズを低減する。

【解決手段】 昇圧用のコンデンサ C 1 への充電電流経路である電源線 7 にダイオード D 1 と直列に定電流回路 1 2 を設ける。定電流回路 1 2 は、電源投入時にダイオード D 1 ～ D 4 を通してコンデンサ C 1 ～ C 4 に流れる突入電流を規制するとともに、駆動回路 4 を構成するトランジスタ T 1、T 2、T 4、T 5 のスイッチングに伴って入力端子 2 からコンデンサ C 1 に流れ込む充電電流を規制する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 0 5 7 8 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 4 2 6 0]

1. 変更年月日

1 9 9 6 年 1 0 月 8 日

[変更理由]

名称変更

住 所

愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地

氏 名

株式会社デンソー